



## KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: 1020010036597 A  
 (43)Date of publication of application: 07.05.2001

(21)Application number: 1019990043679  
 (22)Date of filing: 09.10.1999

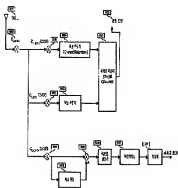
(71)Applicant: SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.  
 (72)Inventor: CHOI, HO GYU  
 CHOI, JIN HO  
 HWANG, SEUNG O  
 LEE, HYEON U  
 PARK, CHANG SU

(51)Int. Cl. H04B 1/69

(54) APPARATUS AND METHOD FOR CONTROLLING TRANSMISSION ANTENNA DIVERSITY IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract:

**PURPOSE:** An apparatus for controlling a transmission antenna diversity in a mobile communication system is provided to apply variable weights to each of antennas used in the transmission antenna diversity, according to channel states, and to perform an adaptive weight calculation for calculating a present weight by using a previous weight. **CONSTITUTION:** Channel estimation blocks(1004,1006) input a channel-despreaded primary common pilot channel and a secondary common pilot channel, and estimate channel states of down channels. A weight calculator(1021) has a symbol table having a differential weight relating to a predetermined index, and has a previous normalization weight vector. The weight calculator (1021) finds an index of a differential weight vector in which the size of a receiving signal becomes maximum, by using channel state information estimated within a regular period, the normalization weight vector, and the differential weight vector of the symbol table. The weight calculator(1021) transmits the found index to a base station, and calculates a normalization weight vector by the differential weight vector and a predetermined value, then updates the previous normalization weight vector. The weight calculator (1021) calculates a fixed weight vector at regular intervals, and initializes the normalization weight vector.



COPYRIGHT 2001 KIPO

Legal Status

Date of request for an examination (20041004)

Notification date of refusal decision (00000000)

Final disposal of an application (registration)

Date of final disposal of an application (20061221)

Patent registration number (1006893980000)

Date of registration (20070223)

Number of opposition against the grant of a patent ( )

Date of opposition against the grant of a patent (00000000)

Number of trial against decision to refuse ( )

Date of requesting trial against decision to refuse ( )

# (19)9대한민국특허청 (KRIIR) (12)2공개특허공보 (A)

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>

(11)1공개번호 특허2001-0036597

H04B 1/69

(43)3공개일자 2001년 05월 07일

(21) 출원번호 10-1999-0043679

(22) 출원일자 1999년 10월 09일

(71) 출원인 삼성전자 주식회사 윤종 용

(72) 발명자 경기도 수원시 팔달구 매탄3동 416

최진호

경기도 성남시 분당구 서현동 263번지

황승오

경기도 용인시 수지구 음복산아파트 203-501

이현우

경기도 수원시 권선구 권선동 맥산아파트 806동 901호

박창수

서울특별시 송파구 운정동 72-7동 양주택에이동 304호

최호규

서울특별시 서초구 잠원동 5602신반포 27차 351동 603호

(74) 대리인 이견주

심사청구 : 없음(54) 이동통신시스템에서 송신 안테나 다이버시티 제어 장치 및 방법

## 요약

본 발명은 순방향 링크(Forward link)의 송신 안테나 다이버시티 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 페루프 송신안테나 다이버시티에서 적응적으로 가중치를 계산하여 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 제어 장치 및 방법에 관한 것이다. 이러한 본 발명은 적어도 2개의 안테나를 통해 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 이동통신시스템에서 단일기의 송신 안테나 다이버시티를 위한 가중치 생성 장치에 있어서, 채널 역확산된 일차 공통 파일럿 채널과 이차 공통 파일럿 채널을 입력받아 하향 채널의 채널 상태를 추정하는 채널 추정부와, 소정의 인덱스에 대한 차등가중치를 가지는 기호일량표와 이전의 정규화 가중치 벡터를 가지고 있고, 일정 기간 내에서 상기 추정된 채널 상태 정보와 정규화 가중치 벡터와 기호일량표의 차등가중치 벡터를 이용하여 수신 신호의 크기가 최대가 되는 차등가중치 벡터의 인덱스를 구하여 기지국으로 전송한 후 상기 차등가중치 벡터와 소정의 값에 의해 정규화 가중치 벡터를 계산하여 상기 이전의 정규화 가중치 벡터를 갱신하고, 상기 일정 기간 간격으로 고정 가중치 벡터를 계산하여 상기 정규화 가중치 벡터를 초기화시키는 가중치 계산부로 이루어짐을 특징으로 한다.

## 대표도

## 도4

## 색인어

송신 안테나 다이버시티, 적응형 가중치

## 명세서

## 도면의 간단한 설명

도 1은 일반적인 송신 안테나 다이버시티 제어 장치를 가지는 이동통신시스템의 송신장치 구성을 나타낸 도면.

도 2는 일반적인 이동통신시스템에서 상황링크 전송물리채널의 프레임 구조를 나타내는 도면.

도 3은 일반적인 이동통신시스템의 전송물리채널의 프레임에서 피드백 정보 필드의 구성을 나타내는 도면.

도 4는 일반적 인 이동통신시스템의 송신장치에서 궤한 시그널링 메시지의 파라미터들을 벡터로 나타낸 도면.

- 도 5는 본 발명의 일 실시 예에 따른 궤한 시그널링 메시지의 파라미터들을 벡터로 나타낸 도면.
- 도 6은 본 발명의 일 실시 예에 따른 3차원 공간에서의 궤한 시그널링 메시지의 파라미터들을 벡터로 나타낸 도면.
- 도 7은 본 발명의 일 실시 예에 따른 가중치 전송 방법을 나타낸 도면.
- 도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 최적의 가중치 벡터 계산 방법을 나타낸 흐름 도.
- 도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 기지국과 단말과의 동작 절차를 나타낸 도면.
- 도 10은 본 발명에 따른 이동통신시스템의 하향 채널 수신장치의 구성을 나타낸 도면.
- 도 11은 상기 도 10의 가중치 계산기의 구성을 나타낸 도면.
- 도 12는 본 발명의 실시 예에 따른 기지국 가중치 생성기의 구성을 나타낸 도면.

## 발명의 상세한 설명

### 발명의 목적

#### 발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래 기술

본 발명은 순방향 링크(Forward link)의 송신 안테나 다이버시티 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 페루프 송신안테나 다이버시티에서 적응적으로 가중치를 계산하여 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 제어 장치 및 방법에 관한 것이다.

일반적으로 부호분할다중접속(Code Division Multiple Access: 이하 CDMA\*라 함) 방식의 이동통신시스템은 음성 전송을 위하여 하는 종래의 이동 통신 규격에서 발전하여, 음성뿐만 아니라 고속 데이터의 전송이 가능한 IMT-2000 규격으로 발전하기에 이르렀다. 상기 IMT-2000 규격에서는 고품질의 음성, 통화상, 인터넷 검색 등의 서비스가 가능하다.

상기와 같이 다양한 서비스를 제공함으로써 순방향 링크의 용량은 증가하는 트래픽에 대하여 더 많은 이득을 요구하게 되었다. 상기 CDMA 이동통신시스템에서 단말기의 이동속도가 저속일 경우, 안테나 다이버시티를 사용하는 기지국은 상기 안테나 다이버시티를 사용하지 않는 기지국보다 약 1-7dB의 이득을 갖는 것으로 알려져 있다. 이것은 시스템 커패시티를 2배 ~3배 정도 증가시킬 수 있다는 것을 의미하고, 단말기의 수신기가 충분한 패스(path) 다이버시티를 얻을 없도록 더 큰 이득을 가진다는 것을 의미한다.

상기 송신 안테나 다이버시티는 기지국에서 적어도 2개 이상의 기지국 송신 안테나를 이용하여 단말기로 신호를 전송하는 것으로, 통상 두 가지 방법이 사용된다.

첫 번째는 단말기에서 상기 각 기지국 안테나에 대한 수신 신호를 추정하여, 기지국의 각 안테나에 대한 가중치 정보를 기지국으로 전송하고, 그 가중치 정보에 따라 기지국에서 각 안테나의 송신전력과 위상을 변경하는 값(가중치)을 다르게 한 후 데이터를 실어 보내는 페루프 방법이다.

두 번째는 기지국에서 각 안테나에 균등한 송신 전력을 할당하고 각기 다른 직교부호를 사용하여 각 안테나 모두에 데이터를 실어 전송하는 개루프 방법이다.

이와 송신 안테나 다이버시티는 상기 첫 번째 방법인 페루프 송신 안테나 다이버시티 방법에 관한 것임을 유의하기 바란다.

이하 설명되는 기지국은 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System) 기지국이고, 송신 안테나를 적어도 2개 이상 가질 수 있으나 설명의 편의상 2개를 가진다고 가정하여 설명한다.

기지국에서 여러 안테나를 통해서 신호를 전송하면, 수신하는 단말기에서의 수신 비트 오류율은 감소한다. 상기 여러 안테나를 통한 순방향 링크로의 전송(Downlink Transmission)에 있어서, 기지국은 송신신호에 각각의 고유한 가중치(Weight)를 적용해서 전송한다. 상기 안테나 고유의 가중치는 기지국의 안테나들을 통해 송신된 신호를 수신하는 단말기에서 수신신호 전력이 최대가 될 수 있도록 정해져야 하며, 단말기가 순방향 채널의 채널 환경을 단말기가 정확히 추정하여, 이를 기지국으로 보고한다면 각 안테나마다 최적의 가중치를 정할 수 있다. 상기 기지국의 송신 신호와 전송되는 채널의 특성을 나타내는 채널 환경을 나타내는 채널 상태 정보는 기지국의 안테나들에서 전송된 신호를 수신하는 단말기가 추정할 수 있으며, 단말기가 추정된 채널 정보를 기지국으로 전송함으로써 기지국은 기지국에서 단말기까지의 채널환경을 알 수 있다.

도1은 본 발명에 따른 이동통신시스템에서 송신 안테나 다이버시티를 사용하는 송신기의 구성을 나타낸 도면이다. 이하 도1을 참조하여 구체적인 구성 및 동작을 설명한다.

도1의 101과 111은 일 차 공통 파일럿 채널(Primary Common Pilot Channel)과 이차 공통 파일럿 채널(Secondary Common Pilot Channel)이다. 상기 일차 공통 파일럿 채널(101)은 기지국에서 단 하나만 사용되는 공통 파일럿 채널이며, 제2차 공통 파일럿 채널(111)은 기지국에서 필요에 따라 여러 개가 사용될 수 있는 공통 파일럿 채널로 순방향 전용채널 전송의 궤한 방식(Feedback Mode) 전송 다이버시티를 위하여 기지국에서 발생시키는 이차 공통 파일럿 채널이다. 상기 일차 공통 파일럿 채널(101)과 이차 공통 파일럿 채널(111)은 모두 '1'의 값을 가지며, 확산율(Spreading Factor: 이하 "SF"라 함)이 256인 직교 가변 확산율(Orthogonal Variable Spreading Factor: 이하 "OVSF"라 함) 채널 부호 중 하나를 사용하여 확산된다. 상기 일차 공통 파일럿 채널(101)은 일차 스크램블링 부호로 스크램블링되어 전송된다. 상기 이차 공통 파일럿 채널(111)은 일차 스크램블링 부호나 이차 스크램블링 부호로 스크램블링되어 전송된다. 상기 일차 공통 파일럿

채널(101) 및 이와 공통 파일럿 채널(111)은 10ms 프레임 당 300바이트씩 전송된다.

확산기(103)는 상 기 일차 공통 파일럿 채널(101)을 확산하 여 출력하고, 확산기(113)는 상 기 이차 공통 파일럿 채널(103)을 확산하 여 출력한다. 송신 기(104)는 상 기 확산기(103)에서 출력되는 확산 된 일차 공통 파일럿 채널(101)을 일차 스크램블링 부호로 스크램블링하여 출력한다. 상 기 장치국에서 사용되는 일차 스크램블링 부호는 기지국 구별을 위해 사용하며, 각 기지국에 하나만 할당된다. 상 기 송신기(104)에서 스크램블링 된 일차 공통 파일럿 채널(101)은 합산기(160)로 입력한다. 상 기 일차 스크램블링된 일차 공통 파일럿 채널(101)을 입력받은 합산기(160)는 전용전송 채널을 합산하여 안테나1(180)을 통해 송신한다. 상 기 확산기(113)에서 확산되어 출력되는 이차 공통 파일럿 채널(111)은 송신기(114)로 입력한다. 송신 기(114)는 상 기 확산된 이차 공통 파일럿 채널을 기지국의 일차 스크램블링 부호 또는 기지국의 이차 스크램블링 부호로 스크램블링하여 출력한다. 합산기(161)는 상 기 스크램블링된 이차 공통 파일럿 채널과 전용채널을 합산하여 안테나2(181)을 통해 송신한다. 도1의 131은 하 향 전용 데이터 물리 채널(Dedicated Physical Data Channel: 이하 DPOCH<sup>TM</sup> 라 함)(131)은 단말기 로 전송되는 데이터 채널이다. 부호 기(133)는 상 기 하향 전용 데이터 물리 채널을 부호화 및 레이트 매칭시켜 출력한다. 인터리 버(135)는 상 기 부호기(133)에서 출력되는 하향 전용 데이터 물리 채널을 인터리빙하여 출력한다. 다중화 기(137)는 전송 전력 제어(Transmit Power Control: 이하 "TPC" 라 함)(136)과 전송 포맷 결합 지시자(Transmit Format Combination Indicator: 이하 TFCI<sup>TM</sup> 라 함)(138)를 입력받아 상 기 인터리버(135)에서 출력되는 하향 전용 데이터 물리 채널을 다중화 하여 출력한다. 상 기 TPC(136)는 신호 전송 전력 제어를 위해 사용되고, TFCI(138)는 여 러 데이터들에 대한 채널 부호화 방법 및 전송속도 등에 대한 정보를 포함한다. 상 기 다중화기(137)에서 다중화 된 DPOCH, TFCI, TPC는 다중화 기(141)과 다중 화기(151)로 입력한다. 상 기 다중화기(141)는 상 기 다중화기(137)에서 출력되는 신호와 안테나1의 파일럿(132)을 입력받아 다중화하여 출력한다. 상 기 다중화기(151)는 상 기 다중화기(137)에서 출력하는 신호와 안테나2의 다이버시 티 파일럿(134)을 다중화하여 출력한다. 상 기 안테나1의 파일럿(131)과 안테 나2의 다이버시 티 파일럿(134)는 등 상 동일한 파일럿 패턴을 가지나 다른 패턴 을 가질 수도 있다.

확산기(143)는 상 기 다중화기(141)에서 출력되는 신호를 확산하여 출력한다. 송신 기(144)는 상 기 확산기(143)에서 출력되는 신호를 일차 스크램블링 부호 또는 이차 스크램블링 부호로 스크램블링 하여 출력한다. 이차 스크램블링 코드는 일차 스크램블링 코드를 사용하는 채널들의 직교부호가 부족할 경우에 사용 될 수 있다. 송신 기(145)는 상 기 송신기(144)에서 출력되는 신호에 안테나 1 에 적용되는 가중치(175)를 곱하여 합산기(160)로 출력한다.

확산기(153)는 상 기 다중화기(151)에서 출력되는 신호를 확산하여 출력한다. 송신 기(154)는 상 기 확산기(153)에서 출력되는 신호를 일차 스크램블링 부호 또는 이차 스크램블링 부호로 스크램블링 하여 출력한다. 송신 기(155)는 상 기 송신기(153)에서 출력되는 신호에 안테나 2에 적용되는 가중치(173)를 곱하여 합산기(161)로 출력한다.

가중치 생성기(Weight Generator)(171)는 단말기로부터 보고되는 순방향 채널 상태 정보를 수신단 으로부터 입력받아 상 기 안테나 1과 안테나 2에 적절한 가중치(173)과 가중치(175)를 생성하여 각 각 송신 기(155), 송신 기(145)로 출력한다. 상 기 가중치(173)과 가중치(175)는 복소벡터 (Complex Vector)의 형태를 갖는다.

도2는 단말기 가 기지국의 순방향 채널 상태 정보를 상 기 기지국으로 전송하기 위한 궤환 시그널 메시지(Feedback Signal Message)의 포맷 을 나타내는 도면이다. 이하 도2를 참조하여 궤환 시그널 메시지의 포맷 구성을 설명한다.

상 기 궤환 시그널 메시지는 업링크 전용 논리 제어 채널(OPDCH)을 통해 전송된다. 한 슬롯 동안 상향 OPDCH를 통해서 전송되는 비트의 총수는 10비트이며, 즉, 도 2의 파일럿 필드(201), TFCI 필드(202), FBl 필드(203), TPC 필드(204)의 합 이 10비트이며, 각각의 환경에 따라 상향 OPDCH를 구성하는 각각의 필드의 길이가 달라진다. 상 기 각각의 환경이라 함은 TFCI 필드(202)의 사용여부 와 FBl 필드(203) 필드의 사용여부를 말한다.

상 기 파일럿 필드(201)는 5비트에서 8비트까지의 파일럿 비트로 구성된다. 상 기 파일럿 비트의 수는 TFCI 필드(202)와 FBl 필드(203)의 사 용 환경에 따라 달라진다. 예 를 들면 상 기 TFCI 필드(202)는 기지국과 단말기에서 서로 다른 9를 사용하는 채널들을 동시에 전송하는 경우에 사용되며, 상 기 TFCI가 사용되는 경우에는 상향 전용 물리 채널의 TFCI 필드(202)의 길이는 2비트로 구성된다. 상 기 TPC 필드(204)는 하 향 채널의 전력 제어를 위해서 사용되는 필드이며, 길이는 1비 트에서 2비트로 구성된다.

상 기 FBl 필드(203)는 SSOT(Site Selection Diversity: 이하 "SSOT" 라 함)과 궤환 전송 다이버시 티를 위한 궤환 정보를 전송하는 경우 사용된다. 상 기 SSOT는 소프트 핸드오버 시 수신신호가 가장 강한 셀을 알려주기 위한 정보이다. 상 기 FBl 필드(203)는 1비트 혹은 2비트로 구성되며, 상 기 1비트로 FBl 필드(203)가 구성되는 경우에는 SSOT와 궤환 전송 다이버시티 중에 하나만이 사용 될 때이며, 2비트로 FBl 필드(203)가 구성되는 경우에는 SSOT와 궤환 전송 다이버시티 둘 다 사용 되는 경우이다. 상 기 FBl 필드(203)는 SSOT를 위 한 S필드와 궤환 전송 다이버시티를 위한 0필드 로 구성된다. 상 기 S필드와 0필드는 각각 1비트 할당된다. 상 기 SSOT가 사용되 지 않을 경우 궤 환 전송 다이버시티를 위한 0필드는 2비트가 될 수도 있다.

도 3은 상 기 도2의 FBl 필드(203)의 0 필드를 통해 단말기에서 기지국으로 전송될 채널 환경정보 세트를 나타내는 도면이다. 상 기 채널상태 정보세트는 4비트로 구성된다. 즉 상 기 궤환 시그널링 메시지가 하나의 슬롯으로 전송될 때 상 기 채널상태 정보는 1비트가 전송되며 상 기 채널 상태 정보 세트를 전송하기 위해서는 4개의 슬롯이 전송된다. 단말기는 상 기 기지국의 안테나1(180)을 통해 전송되는 일차 공통 파일럿 채널과 안테나2(181)을 통해 전송되는 이차 공통 파일럿 채널을 수신하여 기지국에서 단말기까지의 채널 환경을 추정한다. 상 기 단말기는 상 기 추정된 채널 상태

정보를 기지국으로 전송한다.

상기 도 3의 FSM 비트들은 상향 전송 제어 물리 채널의 FBI 필드 중에 개환 전송 다이버시티를 위해 할당된 0 필드를 통하여 한 비트씩 전송된다. 상기 도 3의 길이는 301  $N_{fb}$  와 303  $N_{fb}$ 의 합이다. 상기 도 3의 전송순서는 MSB( Most Significant Bit)부터 LSB(Least Significant Bit)의 순서이다.

[표 1]

$FSM_{fb}$	Power_ant1	Power_ant2
0	0.2	0.8
1	0.8	0.2

[표 2]

$FSM_{fb}$	Phase difference between antennas(degrees)
0	180
1	-135
11	-90
10	-45
110	0
111	45
101	90

상기 <표 1>과 <표 2>는 상기 도 1의 기지국 송신장치에 적용되는 FBI의 0 필드를 통해 전송되는 채널 상태 정보셋의 이진표현이다. 상기 <표 1>은 기지국에서 단말기로 전송하는 하향 신호의 송신 전력을 1로 하였을 때, 각각의 안테나에 적용하는 송신 신호 전력을 나타낸 표이고, <표 2>는 기지국에서 사용하는 두 개의 안테나 중 하나의 안테나를 선택하여 기준으로 삼은 후, 상기 기준이 되는 안테나에서 송신한 신호와 다른 안테나에서 송신한 신호의 위상차이를 나타낸 표이다.

상기 채널 상태 정보셋은 단말기가 기지국 안테나 1(180)과 2(181)로부터 전송된 하향 채널 신호를 수신하여 하향 채널의 환경을 추정하고 추정된 채널 환경과 가장 유사한 값을 상기 <표 1> 및 <표 2>로부터 찾아 표현되는 인덱스이다.

상기 <표 1> 및 <표 2>에 보이는 바와 같이 개환 모드, 페루프 다이버시티를 위한 종래 기술은 각각의 안테나에 적용하는 가중치의 값들을 사전에 약속한 값으로 사용한 다.

예를 들면, 기지국에서 사용하는 두 개의 안테나 중에서 기준이 되는 안테나를 안테나 1이라 하고, 다른 안테나를 안테나 2라 하며, 기지국에서 단말기로 전송되는 송신 신호 전력의 크기를 1이라 가정한다.

단말기가 수신한 안테나 1에서 전송된 일차 공통 파일럿 채널과 이차 공통 파일럿 채널에 대하여 위상차와 전력을 추정한 후, 단말기의 안테나 1의 송신신호와 안테나 2의 송신 신호의 위상차이가 30도이고, 안테나 1의 송신 신호 전력이 0.7, 안테나 2의 송신 신호 전력이 0.3이라는 결과를 얻는다. 상기 추정결과에 대하여 기지국으로 전송되는 개환 시그널 메시지는 상기 <표 2>에서 30도에 가장 가까운 위상차인 45도를 표시하는 인덱스와 상기 <표 1>에서 안테나 1의 송신 신호 전력이 0.2, 안테나 2의 송신 신호 전력이 0.8로 표시되는 인덱스가 된다.

도 4는 채널 상태 정보셋의 <표 1>과 <표 2>가 의미하는 것과 단말기에서 수신한 기지국 안테나 1의 송신 신호와 기지국 안테나 2의 송신 신호를 좌표로 표시한 것이다. 상기 도 4의 설명에 있어서 기지국의 각 안테나의 송신 신호 전력 제어는 하지 않는 것으로 가정한다.

상기 도 4의 벡터 401, 402, 403, 404, 405, 406, 407, 408은 상기 <표 2>의 채널 상태 정보셋 '000', '001', '011', '010', '110', '111', '101', '100'이 가르키는 벡터로서, 단말기는 단말기의 안테나를 통해 수신한 기지국 안테나 1과 안테나 2의 신호의 위상차에 대하여 가장 근접한 값을 가지는 벡터에 대한 인덱스를 채널 상태 정보셋으로 기지국으로 전송한다. 상기 도 4의 벡터 421, 422, 423, 424, 425, 426, 427, 428은 상기 <표 1>의 각 안테나별 송신 신호 전력 제어 채널 상태 정보셋이 가르키는 각 안테나별의 신호 전력이 0.2일 경우를 도시한 것이다. 상기 <표 1>의 채널 상태 정보셋에 의해 각 안테나의 신호 전력은 0.8과 0.2로 제어된다.

상기 도 4의 벡터(411)은  $t = T$ 의 시점에서 단말기의 안테나를 통해 수신된 기지국의 안테나 1의 송신 신호이며, 벡터(412)는  $t = T$ 의 시점에서 단말기의 안테나를 통해 수신된 기지국의 안테나 2의 송신 신호이다. 상기 단말기에서 수신된 기지국의 송신 신호 벡터(411)와 (412)에서 수신한 단말기에서 수신 신호의 크기가 최대 되기 위해서는 기지국의 송신 신호 벡터(411)와 (412)의 차가 최소가 되어야 한다.

상기 단말기에서 수신된 안테나 1의 송신 신호와 안테나 2의 송신 신호의 차이를 최소로 하기 위해서 기지국과 단말기는 하나의 과정을 거쳐 각 안테나에 적용되는 가중치를 사용하여 계산한다.

기지국이 안테나 1을 기준 안테나로 설정해서 사용한다고 가정하면, 단말기는 기지국 안테나 1의 송신 신호 벡터(411)를 기준으로 안테나 2의 송신 신호 벡터(412)와의 위상차를 계산한다. 상기도 4에서 안테나 1의 송신 신호 벡터(411)와 안테나 2의 송신 신호 벡터(412)와의 위상차가 40도이므로, 단말기가 기지국으로 전송하는 채널 상태 정보세트는 40도에 가장 근접한 45도를 표시하는 벡터의 인덱스인 '111'을 전송한다.

상기 전송된 채널 상태 정보세트는 기지국에서  $t = T+1$ 의 시점에서 사용되는 각 안테나에 대한 가중치를 설정할 경우 사용된다. 상기 전송된 채널 상태 정보세트를 사용하여 가중치를 재설정하는 과정에서 기지국은 안테나 1에 대한 가중치는 동일한 값으로 유지하고, 안테나 2에 대한 가중치에 대하여 현재 적용되는 가중치에 대하여 위상이 45도 줄어든 가중치를 적용한다. 즉 종래 기술에서는 단말기의 수신신호를 최대로 하기 위한 기지국에서 사용하는 안테나에 대한 가중치의 설정에 있어서, 기준 안테나에 대한 가중치는 고정하고, 기준 안테나가 아닌 안테나에 대한 가중치만 재설정하여 사용한다.

이를 수학식으로 표현하면 다음과 같다.

기지국이 전송하려는 신호를  $s[n]$ 이라 한다. 상기  $s[n]$ 은 확산된 신호로서, 기지국의 안테나 수에 따른 가중치 벡터  $W$ 를 통과한 후  $L$ 개의 신호열이 된다. 상기  $L$ 은 기지국에서 사용하는 전송 안테나의 수이며, 기지국의 안테나에 적용되는 가중치 벡터  $W$ 는  $L \times 1$  벡터가 된다. 따라서 다중 전송 안테나의 출력신호는 하기 <수학식 1>과 같다.

$$x[n] = Ws[n]$$

상기 다중 전송 안테나의 출력신호중  $i$ 번째 안테나의 출력신호를 하기 <수학식 2>라고 하면,  $i$ 번째 안테나에서 출력된 신호의 이산 시간 다중 경로 채널에 대한 채널 출력식은 하기 <수학식 3>과 같다.

$$x_i[n] = w_i s[n]$$

$$y_i[n] = h_{i,0}[n]x_i[n] + h_{i,1}[n]x_i[n-1] + \dots + h_{i,M-1}[n]x_i[n-(M-1)] \\ (i=1,2,\dots,L)$$

상기 <수학식 3>에서  $h_{i,0}, \dots, h_{i,M-1}$ 은  $i$ 번째 채널의 계수이고, 단말기 안테나에서 수신된 신호는 하기 <수학식 4>와 같다.

$$y[n] = y_1[n] + y_2[n] + y_3[n] + \dots + y_L[n] + n[n]$$

상기 <수학식 4>에서  $n[n]$ 은 채널잡음이다. 기지국이 전송하는 신호  $s[n]$ 을 확산시킬 때 사용된 확산 수열의 자기 상관 함수가 임펄스 열에 가까우면 하기 <수학식 5>와 같은 역확산된 신호를 구할 수 있다. 하기 <수학식 5>는 수신 신호  $y[n]$ 의 레이크 수신기(Rake receiver)의  $m$ 번째 상관기 출력이다.

$$r_m[p] = (h_{1,m}w_1 + h_{2,m}w_2 + \dots + h_{L,m}w_L)b[p] + u_m[p] \\ (m=0,1,2,\dots,M-1)$$

상기 <수학식 5>에서  $b[p]$ 는 데이터 심볼,  $u_m[p]$ 는 역확산(despreading)후의 잡음이고,  $M$ 은 레이크 수신기의 상관기 수이다. 상기 <수학식 5>를 행렬식으로 표현하기 위해 하기 <수학식 6>과 <수학식 7>을 정의한다.

$$r[p] = [r_1[p] \ r_2[p] \ \dots \ r_M[p]]^T$$

$$u[p] = [u_1[p] \ u_2[p] \ \dots \ u_M[p]]^T$$

상기 <수학식 6>과 <수학식 7>을 사용하여 단말기에서 역확산된 신호를 하기 <수학식 8>과 같이 정의한다.

$$r[p] = Hwb[p] + u[p]$$

상기 <수학적 8>에서 H는 채널 추정 행렬로서 크기가  $M \times L$ 이며, M은 단말기의 레이크 수신기의 상관기 수이고, L은 기지국 안테나의 수이다.

상기 <수학적 8>에서 데이터 심볼  $b[p]$ 앞에 붙은 계수  $H_w$ 의 값에 의해 단말기에서의 수신신호  $r[p]$ 의 SNR이 영향을 받는다. 상기  $b[p]$ 의 계수  $H_w$ 에서 채널 추정 행렬 H는 채널 상황에 따라 주어지는 변수이므로, 기지국에서 제어할 수 없으나, 가중치 벡터  $w$ 는 단말기의 기지국 개한 정보에 의해 기지국이 제어할 수 있는 값이므로,  $w$ 의 최적화를 통해 단말기의 수신신호의 SNR을 높일 수 있다.

하기 <수학적 9>는 상기 창조준현에 의한 최적의 가중치 벡터를 결정하는 식이다.

$$W_k = \arg \max_w {}^H H_k {}^H H_k w \\ \|w\|^2 = P_k$$

상기 <수학적 9>에서  $w^H$ 와  $H_k^H$ 는  $w$ 와  $H$ 의 켤레 전치행렬 (Conjugate Transpose) 형태이며,  $P_k$ 는 모든 신호의 전송 안테나의 총 전력이다. 상기 <수학적 9>를 통하여 가중치를 구하면, 가중치 벡터  $w$ 는  $L \times 1$ 의 복소 수 행렬이므로, 단말기가 기지국으로 가중치 벡터를 전송하기 위해서 가중치 벡터를 표현하는 2개의 실수를 전송해야 한다.

따라서 종래의 페루프 송신 안테나 다이버시티는 단말기가 추정한 일차 공통 파일럿 채널과 이차 공통 파일럿 채널의 전력차이와 위상차이가 상기 <표 1>과 <표 2>와 동일할 지 않을 경우에 기지국으로 전송되는 제한 시그널 메시지에 의해서 기지국의 각 안테나에 적용되는 가중치와 단말기의 수신 신호 전력을 최대화 할 수 있는 실제 가중치 사이에는 오차가 발생하며, 상기 오차로 인해 성능저하가 발생하는 문제점이 있다.

#### 발명이 이루고자하는 기술적 과 제

따라서, 본 발명의 목적은 일정 기간 내에서 이전 단계에서 구해진 최적의 가중치 벡터를 이용하여 현재 단계에서의 최적의 가중치 벡터를 적응적으로 구하고 구해진 가중치 벡터를 이용하여 기지국 안테나 각각의 가중치를 할당하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 단말기가 최적의 가중치 벡터를 구할 때 차등벡터가 기록되어 있는 기호일람표를 사용하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 단말기가 적응적으로 구해진 차등 가중치 벡터를 기지국으로 전송함에 있어서, 기호일람표에 따른 차등 가중치 벡터의 인덱스를 전송하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 적응적으로 구해진 가중치 벡터를 일정 기간 간격으로 초기화시킨 후 최적의 가중치 벡터를 재계산하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명 적어도 2개의 안테나를 통해 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 이동통신시스템에서 단말기의 송신 안테나 다이버시티를 위한 가중치 생성 장치에 있어서, 채널 역확산된 일차 공통 파일럿 채널과 이차 공통 파일럿 채널을 입력받아 하향 채널의 채널 상태를 추정하는 채널 추정부와, 소정의 인덱스에 대한 차등가중치를 가지는 기호일람표와 이전의 정규화 가중치 벡터를 가지고 있고, 일정 기간 내에서 상기 추정된 채널 상태 정보와 정규화 가중치 벡터와 기호일람표의 차등 가중치 벡터를 이용하여 수신 신호의 크기가 최대가 되는 차등 가중치 벡터의 인덱스를 구하여 기지국으로 전송한 후 상기 차등 가중치 벡터와 소정의 값에 의해 정규화 가중치 벡터를 계산하여 상기 이전의 정규화 가중치 벡터를 갱신하고, 상기 일정 기간 간격으로 고정 가중치 벡터를 계산하여 상기 정규화 가중치 벡터를 초기화시키는 가중치 계산부로 이루어짐을 특징으로 한다.

상기 다른 목적을 달성하기 위한 본 발명은 적어도 2개의 안테나를 통해 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 이동통신시스템에서 기호일람표와 이전 정규화 가중치 벡터를 가지는 단말기의 송신 안테나 다이버시티를 위한 가중치를 생성하는 방법에 있어서, 채널 역확산된 일차 공통 파일럿 채널과 이차 공통 파일럿 채널을 입력받아 하향 채널의 채널 상태를 추정하는 과정과, 일정 기간 내에서 상기 추정된 채널 상태 정보와 정규화 가중치 벡터와 기호일람표의 차등 가중치 벡터를 이용하여 수신 신호의 크기가 최대가 되는 차등 가중치 벡터의 인덱스를 찾아 기지국으로 전송하는 과정과, 상기 차등 가중치 벡터와 소정의 값에 의해 정규화 가중치 벡터를 계산하여 상기 이전의 정규화 가중치 벡터를 갱신하는 과정과, 상기 일정 기간 간격으로 고정 가중치 벡터를 계산하여 상기 정규화 가중치 벡터를 초기화시키는 과정으로 이루어짐을 특징으로 한다.

#### 발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 바람직한 실시예의 상세한 설명이 첨부된 도면들을 참조하여 설명될 것이다. 우선 각 도면의 구성요소들에 참조부호를 부가함에 있어서, 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 부호를 가지도록 하고 있음에 유의해야 한다. 또한 하기에서 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자 또는 설계자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있으므로, 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.



본 발명은 최적의 가중치 벡터를 일정 기간동안 지속적으로 추적한다. 구체적으로 설명하면, 본 발명은 초기 하향 채널의 상태를 검출하여 가중치 벡터를 구하고, 다음 하향 채널의 상태를 검출할 때 상기 가중치 벡터를 이용하여 더 정확한 가중치 벡터를 구하는 것이다.

도5는 본 발명에서 각 안테나에 적용되는 최적의 가중치 벡터를 찾는 과정과 상기 최적의 가중치 벡터를 찾는 과정에서 사용되는 차등 벡터의 물리적 의미를 도식이다. 상기 도5에서 벡터(501)는  $t=T$ 의 시점에서 단말기에 수신된 기지국 안테나1(180)에서 송신한 신호에 대한 벡터이고, 벡터(503)는  $t=T$ 의 시점에서 단말기에 수신된 기지국 안테나2(181)에서 송신한 신호에 대한 벡터이고, 벡터(505)는  $t=T$ 의 시점에서 단말기에 수신된 벡터(501)과 (503)의 합이며, 안테나1(180)과 2(181)의 송신 신호의 합이다.

상기 벡터(511)와 벡터(513)는 안테나1(180)의 송신 신호와 안테나2(181)의 송신 신호에 적용되는 각각의 가중치 벡터를 설정하는데 사용되는 차등 벡터를 구성하는 벡터들이다. 상기 벡터(511)와 (513)는  $t=T$  시점에서 단말기에 수신한 안테나1(180)의 송신 벡터(501)과 안테나2(181)의 송신 벡터(503)의 차이를 최소로 하게 하는 벡터가 된다. 따라서  $t=T+1$ 의 시점에서 단말기의 수신신호의 크기를 최대로 하기 위하여 기지국 각각의 안테나에 적용되는 최적의 가중치 벡터를 설정하는 차등 벡터를 구할 수 있다.

본 발명에서 는 가중치 벡터  $w$ 에 대한 정보를 기지국으로 전송함에 있어서, 차등 가중치 벡터(difference weight vector)의 기호일람표  $D$ 를 사용한다. 상기 차등 가중치 벡터의 기호 일람표  $D$ 는 차등 가중치 벡터  $w$ 의 기호 일람표로서, 단말기가 기지국으로 전송하는 가중치 벡터에 대한 정보는 차등 가중치 벡터  $w$ 의 인덱스 값이다. 상기 차등 가중치 벡터  $w$ 를 사용하여 단말기에서 최적의 가중치 벡터  $w$ 를 구하는 과정은 하기 < M1 >, < M2 >, < M3 >, < M4 >와 같다.

M1. 최적의 차등 벡터 계산

$$d_{opt} = \arg \max_{d \in D} \frac{(e[l] + ad)^H H_k^H H_k (e[l] + ad)}{\|e[l] + ad\|^2}$$

M2.  $w$ 의 인덱스를 기지국으로 전송

M3. M1에서 구해진 최적의 차등 벡터로 정규화 가중치 벡터의 재설정

$$e[l+1] = \frac{e[l] + \alpha d}{\|e[l] + \alpha d\|}$$

M4. M3에서 계산된  $e[l+1]$ 를  $e[l]$ 로 한 후, 절차 1의 과정부터 반복.

기지국에서 사용되는 안테나의 수를 2개로 하여 종래 기술과 본 발명의 차이점을 설명하면 종래 기술에서는 기지국에서 사용되는 안테나 중 하나를 기준으로 하여 다른 하나의 안테나의 가중치를 재설정하여 사용하였지만, 본 발명에서는 기지국에서 사용하는 두 개의 안테나에 대하여 각각 가중치 벡터를 재설정하여 사용한다. 상기 기지국의 안테나 각각의 가중치를 재설정하는데 사용되는 차등 가중치 벡터는 기호 일람표  $D$ 에 수록되어 있다. 상기 기호일람표에는 기지국에서 사용하는 각각의 안테나들에 적용하는 차등 가중치 벡터의 형태로 가지고 있다. 상기 기호 일람표  $D$ 에 수록되어 있는 모든 차등 가중치 벡터에 대하여 상기 <수학식 10>의 연산에서 최대값을 갖는 차등 가중치 벡터의 인덱스가 LDPCCH를 통하여 한 비트씩 4출력에 걸쳐 기지국으로 전송된다.

상기 기호 일람표  $D$ 의 설정에 있어서, 기호 일람표  $D$ 의 크기가 크다면 기지국 안테나들의 가중치 벡터의 설정을 위한 계산에서 보다 정밀한 최적의 가중치를 계산할 수 있지만, 기지국으로 전송되는 채널 상태 정보세트의 길이와 길어지며, 상기 < M1 >의 <수학식 10>을 계산함에 있어서 기호 일람표  $D$ 에 수록되어 있는 모든 차등 가중치 벡터들에 대하여 연산을 해야 하므로 연산 시간이 길어지는 단점이 있다. 따라서 기호 일람표  $D$ 를 설정함에 있어서 크기가 크지 않고, 기지국 안테나들의 가중치 벡터의 설정에서 최적의 가중치를 계산할 수 있도록 기호 일람표  $D$ 를 설정해야 한다.

기지국 안테나들에 종래 k번째 안테나에 대한 정규화 가중치 벡터를  $w_k$ 라고 할 때,  $w_k$  벡터는 L차원 복소 벡터 공간에 존재하고, 상기  $L$ 은 기지국의 안테나 수이다. 상기  $w_k$  벡터를 상기 <수학식 10>과 <수학식 11>을 통하여 찾아냄에 있어서, 기호 일람표  $D$ 에 수록되어 있는 차등 가중치 벡터들을 사용한다. 따라서 기호 일람표  $D$ 에 수록되어 있는 차등 가중치 벡터들의 어떠한 선형적 결합도 L차원 복소 벡터 공간을 형성해야 하며, 상기 조건은 기호 일람표  $D$ 의 차등 가중치 벡터들을 사용하여 최적의 정규화 벡터를 찾아낼 경우, 상기 찾아낸 정규화 벡터가 L차원 복소 벡터 공간에 존재하기 위한 필요조건(Necessary Condition)이다. 상기 필요조건을 <조건 1>이라 칭한다.

상기 <조건 1>을 만족하는 기호 일람표 0에 있어서, 기지국 안테나들에 적용되는 정규화 가중치 벡터의 초기값  $\alpha_i$  이 기호 일람표 0안에 속한 값이라면, 상기  $\alpha_i$ 와 기호 일람표 0에 수록되어 있는 차등 가중치 벡터들을 <수학식 10>과 <수학식 11>에 적용하여 생성되는 정규화 가중치 벡터  $\alpha_i$  ( $i = 1, 2, \dots$ )는 기호 일람표 0안의 차등 가중치 벡터들의 선형적 결합으로 나타낼 수 있으며, 상기 선형적 결합은 <수학식 12>로 표시된다.

$$\alpha_i = \sum_{l=1}^L n_{li} \alpha_l \quad (12)$$

$$l = 1, n_{li} | l = 0, \quad p = 1, 2, \dots, |P|$$

상기 <수학식 12>에서  $n_{li}$ 은 기호 일람표 0의 차등 가중치 벡터들의 음이 아닌 가중치이다. 상기 음이 아닌 가중치를 갖는 차등 가중치 벡터들의 선형적 결합을 코닉 결합(Convex Combination)이라고 한다. 상기 기지국 결합을 <수학식 11>에 적용하면 정규화 가중치 벡터  $\alpha_i$ 은 기호 일람표 0에 수록되어 있는 차등 가중치 벡터  $\alpha_l$ 로부터 형성된 Convex Cone 안의 벡터가 된다. 즉, 상기 기호 일람표안의 길이 L인 차등 가중치 벡터들의 코닉 결합으로부터 형성된 Convex Cone은 L차원 복소 공간에 위치해 있어야 한다. 상기 조건이 기호 일람표 0를 생성할 수 있는 필요조건이며, 상기 필요 조건을 <조건 2>라 한다.

본 발명에 있어서 상기 <조건 2>의 의미를 명확히 이해하기 위해서 도 6을 참조한다. 도 6은 최소한의 요소를 가지고 L=1인 일차원 복소 공간에 위치하는 Convex Cone을 도시한 도면이다. 상기 Convex Cone의 모든 영역은 상기 도 6의 벡터 601, 602, 603의 선형적 결합으로 나타낼 수 있다.

상기 도 6의 설명에서 L=1인 일차원 복소 공간에 위치하는 Convex Cone의 모든 영역이 상기 도 6의 벡터 601, 602, 603의 선형적 결합으로 나타낼 수 있다는 의미를 확장시키면, L이 1보다 큰 L차원 복소 공간도 L차원 Convex Cone을 형성할 수 있는 벡터들을 찾아내어, 상기 찾아낸 벡터들로 L차원 Convex Cone을 표현할 수 있다는 것이다. 상기 L이 기지국에서 사용하는 안테나의 수임을 생각해보면 L차원 복소 공간을 나타낼 수 있는 Convex Cone을 형성하는 적절한 차등 웨이더 벡터들을 찾아내고, 상기 차등 웨이더 벡터들로 기호 일람표 0를 구성하여, 상기 <수학식 10>과 <수학식 11>에 적용하면, 기지국의 전송 안테나 수 L개에 적용될 최적의 가중치 벡터를 계산할 수 있다.

기호 일람표 0의 크기가 너무 크다면, 단말기가 기지국으로 전송해야 하는 궤환 시그널 메시지의 크기가 커지고, 최적의 가중치 벡터를 계산하기 위한 시간이 오래 걸린다. 따라서 최소한의 요소를 가지고 L차원 복소 공간을 나타낼 수 있는 기호 일람표 0를 구성해야 하는데, 일차원으로 최소한의 요소를 가지고 L차원 복소 공간을 나타낼 수 있는 기호 일람표 0를 찾아내는 것이 어렵다. 상기 <수학식 12>는 상기 <조건 2>를 만족시키는 L차원 복소 평면을 표시할 수 있는 차등 가중치 벡터의 기호 일람표 0중에 최대 크기를 가지는 기호 일람표를 구하는 식이다. 상기 최대 크기를 갖는 기호 일람표를  $D_{all}$ 이라 한다.

$$D_{all} = \{ \frac{1}{2} ( \pm 1 \pm j ), \dots, ( \pm 1 \pm j )^L \}$$

상기 <수학식 13>에 L=1을 적용하면, 일차원 복소 공간을 표시할 수 있는 기호 일람표  $D_{all}$ 은 4개의 벡터로 구성된다. 상기 도 6의 최소한의 요소인 3개의 벡터를 가지고 일차원 복소 공간을 표시할 수 있는 기호 일람표 0와 비교하면 하나의 벡터가 더 필요하다.  $D_{all}$ 을 사용하여 L차원 복소 공간을 표시하기 위해서는 4개의 차등 벡터가 필요하며, 상기 4개의 차등 벡터들에 대한 정보를 단말기가 기지국으로 전송하기 위해서는 2개의 전송비트가 필요하다. 상기  $D_{all}$ 이 상기 <조건 1>과 <조건 2>를 만족하지 않  $D_{all}$ 의 크기가 너무 커서, 기지국으로 전송되는 채널 상태 정보 비트의 길이도 길고, 최적의 가중치 벡터를 계산하기 위해서는 계산 시간도 오래 걸리므로 본 발명의 활동에서는 <조건 1>과 <조건 2>를 만족하는 새로운 기호 일람표인  $D_k$ 를 사용한다. 상기 <수학식 14>은  $D_k$ 를 구하는 식이다.

$$D_k = \{ 1 - 1 - j - j \} \otimes_{L-k} \otimes_{L-k} \{ 1, -1, -j, j \}$$

$$1 \leq k \leq L, \quad L = 1, 2, \dots, L$$

상기 <수학식 14>에서  $\otimes$ 은 크로네커(Kronecker) 곱을 나타내며,  $\otimes_{L-k}$ 은 L차원 등 행렬을 의미한다. 상기 <수학식 14>에서 구해진  $D_k$ 는 4L개의 열벡터로 이루어진 행렬이 된다. 상기 <수학식 13>에 L=1을 적용하면 1차원 복소 공간을 나타내는데 필요한  $D_k$ 의 벡터의 개수는 4개가 되어,  $D_{all}$ 과 동일하나, L=2를 적용하면  $D_{all}$ 은 2차원 복소 공간을 나타내는데

16개의 벡터가 필요하지만,  $D_k$ 는 8개의 벡터가 있으면 된다. 상기 복소 공간의 차원이 증가할 경우, 다시 말하면 기지국의 안테나의 수가 증가할수록  $D_{all}$ 에서 L차원 복소 공간을 형성하는데 필요한 벡터의 수보다  $D_k$ 에서 L차원 복소 공간을 형성하는데 필요한 벡터의 수가 줄어든다. 상기  $D_k$ 를 구성하는 차등가중치 벡터의 인덱스는  $\log_2(4L)$ 이므로,  $D_{all}$ 의 인덱스 2보다, L이 커질수록 줄어

는다

하기 <표 3>은 본 발명의 활용예에 따른 기호 일람표  $D_0$ 의 일예이다.

하기 <표 3>은 기지국과의 안테나 수를 2개로 하였을 경우  $D_0$ 이다. 하기 <표 3>의  $d_{1,i}$ 와  $d_{2,i}$ 는 기지국의 안테나 1과 2에 적용되는  $i$ 번째 차등 가중치 벡터이다. 하기 <표 3>을 삼기 < M1 >의 <수학식 10>에 적용하여 계산하면 최적의 차등 벡터를 찾아낼 수 있고, 삼기 최적의 차등 벡터를 <수학식 11>에 적용하면 최적의 가중치 벡터를 구할 수 있다.

[표 3]

인덱스 차등 가중치 벡터	0	1	2	3	4	5	6	7
$d_{1,i}$	1	0	-1	0	j	0	-j	0
$d_{2,i}$	0	1	0	-1	0	j	0	-j

삼기 <표 3>의 차 등 가중치 벡터를 <수학식 10>에 적용한 데 있어서, “가 곱해져 적용되는 데 삼기  $\alpha$ 의 역할은 차등 벡터의 크기를 조절하는 것이다. 삼기  $\alpha$ 는 통상적으로 실험적인 방법에서 구해질 수 있으며, 기지국과 단말기 사이의 채널환경에 의존하는 값이다. 삼기 채널환경이라 함은 단말기의 이동속도에 밀접한 관련이 있을 수 있으며, 단말기의 이동속도가 10km/h이하의 저속의 경우 본 발명 활용예의 모의실험에서 찾아낸 적절한  $\alpha$ 의 수치는 0.3이었다. 삼기 “의 값이 너무 작으면 현재 가중치 벡터에 비해서 현재 시간 이후에 적용될 가중치 벡터의 값의 차이가 큰 경우, 가중치 벡터를 갱신하는 처리시간동안에 현재 시간 이후에 적용될 최적의 가중치 벡터값에 근접하지 못하는 단점이 있으며,  $\alpha$ 의 값이 크다면 현재 가중치 벡터에 비해서 현재 시간 이후에 적용될 가중치 벡터의 값의 차이가 작은 경우, 적절한 가중치 벡터를 찾아내기 어려운 단점이 있다. 따라서 삼기  $\alpha$ 의 값은 기지국과 단말기의 현재의 채널상황에 대해서 적절한 값을 설정해 주어야 하고, 설정된  $\alpha$ 의 값은 기지국 하향채널을 통하여 단말기에게 전송될 수 있다.

삼기 < M2 >에서 단말기로부터 차등 가중치 벡터의 인덱스를 수신 받은 기지국이 최적의 가중치 벡터를 설정하는 과정은 하기 < B1 >, < B2 >, < B3 >와 같다.

B1. 수신된 차등 가중치 벡터의 인덱스에 부합하는 차등 가중치 벡터를 삼기 <수학식 11>에

적용하여 정규화 벡터  $\hat{w}_i$ 를 계산

B2. B1에서 구해진  $\hat{w}_i$ 와 현재의 가중치 벡터  $w$ 를 사용하여 기지국 각각의 안테나에 대한 가중치 벡터 계산.

$w_{1,i} = \hat{w}_i \cdot \alpha$

B3. B2에서 계산된  $w_{1,i}$ 를  $w_{2,i}$ 로 설정한 후, B1부터 반복.

삼기 < B2 >의 <수학식 15>에서 는 각 안테나의 신호 송신 전력이다. 삼기에서 설정된 기지국 이 최적의 가중치 벡터를 계산하는 과정에서 기지국은 반드시 정규화 벡터의 초기치값을 단말기와 동일한 값으로 사용해야 한다. 그렇지 않을 경우에는 정규화 가중치벡터가 계산되는 과정을 반복할수록 단말기가 계산한 정규화 가중치벡터와, 기지국에서 사용하는 정규화 가중치 벡터의 값이 서로 달라지므로, 기지국에서 계산해서 전송하는 가중치 벡터는 실제 채널 환경에 부합하는 최적의 가중치 벡터가 아닐 수도 있다. 또한 단말기에서 기지국으로 전송하는 가중치 벡터의 인덱스의 전송에 있어서 오류가 발생한다면 성능의 강소를 가져올 수도 있다.

따라서 본 발명에서는 삼기에 설명된 것과 같은 초기치 설정 오류 및 전송 오류의 발생을 막기 위하여 가중치 벡터의 전송을 두 가지 방법으로 한다.

도 7은 본 발명의 가중치 벡터의 전송방법을 도시한 그림이다. 삼기 도 7의 701은 가중치 벡터의 절대치 전송이다. 삼기 가중치 벡터의 절대치 전송은 3GPP 표준안에 정해져 있는 차등벡터의 값들에 대한 인덱스 전송으로, 주기적으로 기지국과 단말기의 가중치 벡터를 동일한 값으로 설정함으로써 적을 전송에서 발생할 수 있는 계산 오류와 가중치 벡터의 인덱스 전송에서 발생한 오류로 인해서 발생하는 시스템 성능 저하를 방지할 수 있다. 삼기 절대치 전송에서 단말기가 표준안에 정해져 있는 차등벡터의 인덱스를 전송할 경우, 단말기에서 측정된 하향전송채널의 채널환경과 가장 근접한 값을 가지는 차등벡터의 인덱스를 전송한다.

삼기 도 7의 703은 가중치 벡터의 편차 신호를 전송하는 적응 전송이다. 삼기 도 7의 703 과정에서 전송되는 가중치 벡터의 인덱스는 차등 벡터의 인덱스이다. 삼기 차등 벡터는 가중치 벡터의 절대치 전송으로 인해 실제 채널 환경과 차이가 발생하는 가중치 벡터를 실제 채널 환경에 가장 근접한 최적의 가중치 벡터로 만들어준다.

상기 도 7의 가중치 벡터의 절대치 전송의 주기 T는 임의로 정할 수 있는 값이고, 통상적으로 실현적인 방법에 의해서 구해지며, 단말기의 이동속도에 의존하는 값이다. 가중치 벡터의 절대치 전송 주기 T동안 전송되는 가중치 벡터의 적응 전송의 횟수 N도 임의로 정할 수 있는 값이고, 통상적으로 실현적인 방법에 의해서 구해지며, 단말기의 이동속도에 의존하는 값이다.

본 발명의 가중치 벡터 구하는 방법은 하기의 설명에 의하여 보다 명확히 이해될 수 있다. 하기의 설명에서는 수식의 간략화를 고려하여 기지국의 안테나가 2개인 경우를 예로 들기로 한다. 본 발명의 실시 예는 본 발명의 주된 내용을 구체화하기 위하여 필요한 것이며 본 발명의 내용을 제한하지는 않는다.

하기 <수학식 16>은 안테나 1과 2에 적용하는 정규화 가중치 벡터를 행렬로 표시한 식이고, 하기 <수학식 17>은 정규화 가중치 벡터를 구하는 데 사용되는 차등 벡터를 행렬로 표시한 식이다.

$$e^{1/1} \begin{bmatrix} e_1/1 \\ e_2/1 \end{bmatrix}$$

$$d \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}$$

상기 <수학식 16>에서  $e_1/1$ 은 안테나 1에 적용되는 정규화 가중치 벡터이고,  $e_2/1$ 은 안테나 2에 적용되는 정규화 가중치 벡터이며, 상기  $e_1/1$ 과  $e_2/1$ 은 복소값을 갖는다. 상기 <수학식 17>의 차등 벡터는 상기 <표 3>의 차등 벡터중의 하나이며, <수학식 10>에 적용되어 최적의 차등 벡터를 구하는데 사용되며, 복소수값을 갖는다.

상기 <수학식 16>과 <수학식 17>을 사용하여 하기 <수학식 18>을 정의한다.

$$u \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1/1 & 1 & u & d_1 \\ e_2/1 & 1 & u & d_2 \end{bmatrix}$$

단말기의 기지국의 안테나 1과 2로부터 수신한 송신신호를 사용하여, 추정한 채널 추정 행렬을 하기 <수학식 19>로 정의한다.

$$H_{1,1} \quad H_{1,2} \quad H_{2,1} \quad H_{2,2}$$

상기 <수학식 19>에서 M은 기지국 송신 신호를 수신하는 단말기의 평거의 수이고, L은 기지국에서 사용하는 송신 안테나의 수이다. 본 발명에서는 단말기의 평거의 수를 1로 하고, 기지국의 송신 안테나의 수를 2로 하였다.

상기 <수학식 18>과 <수학식 19>를 상기 <수학식 10>에 적용하면 하기의 <수학식 20>이 된다.

$$d^* = \arg \max_{d \in \mathbb{C}} \frac{e^H H^H H c}{\|d\|^2}$$

상기 <수학식 20>에서  $e^H$ 와  $H^H$ 는  $e$ 와  $H$ 의 켤레 전치행렬이다. 상기 <수학식 20>의 분자부분을 계산하면 하기 <수학식 21>과 같다.

$$\begin{aligned} e^H H^H H c &= \begin{bmatrix} e_1^* & e_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \\ &= (e_1^* h_1^* + e_2^* h_2^*)(h_1 c_1 + h_2 c_2) \\ &= |e_1|^2 |h_1|^2 + |e_2|^2 |h_2|^2 \\ &\quad + e_1^* h_1^* h_2 c_2 + e_2^* h_2^* h_1 c_1 \end{aligned}$$

상기 <수학식 20>의 분모부분을 계산하면 하기 <수학식 22>와 같다.

$$\|d\|^2 = \begin{bmatrix} e_1^* & e_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = |e_1|^2 + |e_2|^2$$

상기 <수학적식 21>과 <수학적식 22>는 기지국의 송신 안테나가 2개이고, 기지국의 송신 신호를 수신한 단말기의 평가가 1개일 경우 <수학적식 10>의 상세 한 물리이며, 상기 <수학적식 21>과 <수학적식 22>에 의해서 단말기는 기지국의 송신 안테나들에 적용한 최적의 차등 벡터를 찾는다. 상기 최적의 차등 벡터는 기호 일람표 0에 있는 것으로서, 단말기가 기지국으로 전송하는 채널 상태 정보세트는 최적의 차등 벡터의 인덱스이다. 기지국의 안테나가 2개일 경우, 송신되는 최적의 차등 벡터의 인덱스는 3바이트이다.

도 8은 본 발명의 실시예에 따른 최적의 가중치 벡터를 계산하는 과정을 도시한 순서도이다. 상기 도 8의 설명에서 기지국에서 사용하는 송신 안테나의 수는 2개로 가정한다. 상기 안테나의 수는 본 발명의 이해를 돕기 위한 수이며, 본 발명의 내용을 제한하지 않는다.

상기 도 8의 801은 가중치 벡터를 계산하기 위해서 초기값을 설정하는 과정이다. 상기 가중치 벡터의 계산을 위해 설정되어야 하는 초기값은 가중치 초기값  $\alpha_1$ 과  $\alpha_2$ 이고, 그리고  $\alpha$ 이다. 상기 가중치 초기값  $\alpha_1$ 과  $\alpha_2$ 은 기호 일람표 0에 있는 값들의 하나이다. 상기 기호 일람표 0에 있는 값중의 하나로 가중치 초기값을 설정하는 이유는 상기 기호일람표 0의 설명에 있어서, <조건 1>과 <조건 2>를 만족시키기 위해서 이다. 상기 초기값중  $\alpha$ 의 값은 기지국의 송신 안테나들과 단말기의 안테나 사이의 신호 전송 채널 환경에 따라 설정되는 값이며, 상기 신호 전송 채널 환경이 다른 일 예로 단말기의 속도를 들 수 있다.

상기 도 8의 802는 기지국의 송신 안테나들과 단말기의 안테나 사이의 신호 전송 채널 환경을 분석해서, 본 발명의 가중치 계산에 사용되는 채널 추정 행렬 H를 설정하는 과정이다. 상기 802에서 단말기는 기지국의 송신 안테나 1과 2의 신호를 각각 분석하여, 기지국의 송신 안테나 1과 단말기의 안테나, 기지국의 송신 안테나 2와 단말기의 안테나 사이의 채널 추정 행렬 H를 설정한다. 상기 채널 추정 행렬 H는 기지국에서 송신한 신호를 수신하는 단말기 평가의 수를  $\alpha$ 으로 하고, 기지국에서 신호 송신 시에 사용하는 안테나의 수를  $\alpha$ 으로 하는 행렬이다. 도 8의 설명에서는 단말기 평가의 수를 1로 하고, 기지국에서 사용하는 송신안테나의 수를 2로 하였다.

상기 도 8의 803은 상기 801과 802에서 설정된 값을 사용하여, 최적의 가중치를 계산하는데 사용하는 최적의 차등 벡터를 구하는 과정이다. 상기 최적의 가중치만 하면 단말기가 수신하는 기지국의 송신 신호가 최대가 되도록 기지국의 송신 안테나 1과 2에 적용하는 가중치를 말한다. 상기 최적의 가중치를 구하기 위해, 기호 일람표 0에 있는 모든 차등 벡터  $\alpha$ 에 대해서 도 8의 803에 있는 수식을 계산하여, 최대값을 갖는 차등 벡터  $\alpha$ 를 찾아낸다.

상기 도 8의 804는 상기 803에서 찾아낸 차등 벡터  $\alpha$ 를 사용하여 기지국의 각 안테나에 사용하는 정규화 가중치를 계산한다. 상기 정규화 가중치는 송신 신호 전력 P가 급해져서, 기지국의 안테나에서 사용하는 가중치가 된다. 상기 차등 벡터  $\alpha$ 와 801에서 설정한  $\alpha$ 를 사용하여, 도 8의 804에 있는 수식을 계산하여, 최적의 정규화 가중치를 구한다.

상기 도 8의 805는 상기 804에서 구한  $\alpha_1$ 을 기지국 송신 안테나 1의 정규화 가중치로 설정하고,  $\alpha_2$ 을 기지국 송신 안테나 2의 정규화 가중치로 설정한 후, 상기 가중치를 사용하여 801, 802, 803, 804과정을 반복하여 정규화 가중치  $\alpha_1$ 과  $\alpha_2$ 을 정규화 가중치  $\alpha_1$ 과  $\alpha_2$ 로 갱신하는 과정을 반복한다. 상기 1은 1부터 하나씩 증가하는 양수이다.

도 9는 본 발명의 실시예에 따른 기지국과 단말기의 동작의 흐름을 나타낸 순서도이다. 상기 도 9에서 기지국의 안테나는 2개를 사용한다고 가정하였다. 상기 도 9의 901은 기지국의 동작으로서 기지국의 안테나 1, 2에 대한 가중치 벡터의 초기치  $e_{10}, e_{20}$ 를 설정하고,  $\alpha$ 값을 설정한다. 상기  $\alpha$ 는 상기 <수학적식 11>에 적용되어, 정규화 가중치 벡터의 계산에 사용되는 계수이다. 상기 도 9의 921은 단말기가 기지국 안테나 1, 2에 대한 가중치의 초기치를  $e_{10}, e_{20}$ 를 설정하고,  $\alpha$ 값을 설정한다. 상기 기호 일람표 0에 관한 본 발명의 설명부분에서 설명한 바대로 초기치  $e_{10}, e_{20}$ 는 기호 일람표 0의 값중 하나를 사용하여 초기치  $e_{10}, e_{20}$ 이후에 계산되는 가중치 값들이 기호일람표 0에 있는 차등 벡터로 표현될 수 있도록 한다. 상기  $\alpha$ 는 상기 <수학적식 10>과 <수학적식 11>에 적용되어, 편차 벡터와 정규화 가중치 벡터의 계산에 사용되는 계수이다.

상기 도 9의 901과 921에서 설정되는 값들은 기지국과 단말기가 일치하여야 하며, 일치하지 않을 경우에는 각 안테나에 대한 가중치가 계산되면 기지국과 단말기에서 계산된 값이 서로 오차가 생기므로, 시스템의 성능을 떨어뜨릴 수 있다. 도 9의 911과 912는 기지국 안테나 1과 2를 통해서 전송되는 단말기로의 하향채널이다. 상기 하향채널에는 기지국내의 단말기를 각각에 대한 전용채널들과 기지국내에 있는 단말기를 전체에게 전송되는 공통채널이 들어있다.

상기 도 9의 922는 기지국에서 전송한 하향채널을 수신한 단말기가 하향채널에서 P<sub>CPICH</sub>와 S<sub>CPICH</sub>를 사용하여 기지국에서 단말기까지의 채널을 추정한 후, 채널추정행렬 H를 설정한다. 상기 P<sub>CPICH</sub>는 기지국의 안테나 1을 통해서 전송되며, S<sub>CPICH</sub>는 기지국의 안테나 2를 통해서 전송된다. 상기 각각 다른 안테나를 통해서 전송되는 P<sub>CPICH</sub>와 S<sub>CPICH</sub>는 단말기가 각각의 안테나들에서 단말기로의 하향 채널 환경을 추정할 수 있게 한다.

도 9의 923에서 단말기는 922에서 계산된 채널 추정 행렬 H와 <수학적식 10>을 이용하여 계산된 편차 벡터  $d_{10}, d_{20}$ 의 인덱스를 상기 도 9의 913 UL<sub>DPCH</sub>를 통해서 전송한다. 상기 UL<sub>DPCH</sub>중 계한 정보의 전송을 위한 FBI 필드중에 TxAA를 위해 할당된 0 필드를 통해서 편차 벡터  $d_{10}, d_{20}$ 의 인덱

스가 전송된다.

상기 도 9의 902는 기지국 의 동작으로서 단일기가 UL\_DPCCH로 전송 한 벡터  $d_{10}, d_{20}$ 의 인덱스값을 <수학식 11>에 적용하여 가중치의 초기치  $e_{10}, e_{20}$ 를  $e_{11}, e_{21}$ 로 갱신한다. 상기 도9의 903는 갱신한 정규화 가중치  $e_{11}, e_{21}$  값을 <수학식12>에 적용하여 계산한 가중치들을 하향 전용 채널에 적용하여, 다른 하향 채널들과 같이 안테나 1,2를 통하여 단일기로 전송한다. 도9의 914와 915는 기지국의 안테나 1,2를 통해서 단일기로 전송되는 하향채널로서 가중치가 적용된 하향 전용 채널을 포함하고 있다.

상기 도 9의 925는 단일기 의 동작으로서 가중치의 갱신과정을 반복한다. 상기 925에서 단일기는 914와 915를 통해서 전송된 P\_CPICH와 S\_CPICH를 사용하여 922,923,9 24의 동작을 반복한다.

도10은 본 발명의 실시 예에 따른 단일기 수신단의 구성을 나타낸 도면이다. 이 하 도10을 참조 하여 설명한다.

상기 도 10의 1001은 단일기 의 안테나로서 기지국에서 전송된 하향채널을 수신한다. 송신기(1002)는 기지국에서 하향채널에 사용한 것과 동일한 스크램블링 부호로 수신한 하향채널신호를 역스크램블 하여 이전의 원래 신호를 복원한다.

상기 송신기(1003, 1005, 1007)는 상기 송신기(1002)에서 출력되는 신호에 채널 부호를 곱하여 채널 역확산 된 신호를 출력한다. 상기 도10에는 공통채널에 대한 송신기는 도시하지 않았다. 구체적으로, 상기 송신기(1003)는 기지국에서 P\_CPICH에 할당 된 VSF부호와 동일한 VSF부호를 사용하여 송신기(1002)에서 출력된 하향채널신호와 송신하여 P\_CPICH를 복원한다. 상기 송신기(1005)는 기지국에서 S\_CPICH에 할당 된 VSF부호와 동일한 VSF부호를 사용하여 송신기(1002)에서 출력된 하향채널신호와 송신하여 S\_CPICH를 복원한다. 상기 송신기(1007)는 기지국에서 OPCH에 할당 된 VSF부호와 동일한 VSF부호를 사용해서 1002에서 출력된 하향채널신호와 송신하여 OPCH를 복원한다.

상기 송신기(1003)의 출력신 호 P\_CPICH는 채널 추정기(1004)로 입력되고, 상기 송신기(1005)의 출력신호 S\_CPICH는 채널 추정기(1006)로 입력된다. 상기 송신기(1003)의 출력신호 P\_CPICH는 기지국의 안테나 1(180)를 통해서 전송된 채널로서, 안테나 1(180)에서 가입자장치로의 하향 채널을 추정할 수 있도록 해준다. 상기 송신기(1005)의 출력신 호 S\_CPICH는 기지국의 안테나 2(181)를 통해서 전송된 채널로서, 안테나 2(181)에서 가입자장치로의 하향 채널을 추정할 수 있도록 해준다. 상기 채널 추정기(1004)는 상기 송신기(1003)에서 출력되는 P\_CPICH로부터 자동 가중치 벡터를 계산하기 위한 채널 추정 행렬을 구한다. 상기 채널 추정기(1006)는 상기 송신기(1005)에서 출력되는 S\_CPICH로부터 자동가중치 벡터를 계산하기 위한 채널 추정 행렬을 구한다. 자동치 계산기(1021)는 상기 채널 추정기(1004)와 (1006)에서 입력된 채널 추정 행렬을 각각 기지국과 동일하게 갱신되는 정규화 가중치 벡터  $e_{1k}, e_{2k}$ 를 사용하여 자동 가중치 벡터를 계산한 후, 상기 자동 가중치 벡터의 인덱스를 전송한다.

상기 계산 정보(1023)는 채널 웨이더 벡터의 인덱스로서 상향 OPCH의 FBI 필드 중에서 궤환 모드 안테나 다이버시티를 위한 0 필드를 통해 기지국으로 전송되고, 기지국은 상기 계산 정보를 사용하여 정규화 가중치 벡터를 갱신한 후, 각 안테나의 신호 전력과 정규화 가중치 벡터를 송신하여 최적의 가중치 벡터를 생성하여 각 안테나에 적용한다.

상기 송신기(1007)의 출력 OPCH는 송신기(1009)와 채널 추정기(1008)로 입력된다. 상기 채널 추정기(1008)는 입력된 OPCH를 사용하여 채널을 추정하고, 그 결과의 궤레값을 송신기(1009)로 입력한다. 상기 도 10의 송신기(1009)는 송신기(1007)의 OPCH와 채널 추정기(1008)에서 수신된 OPCH의 궤레값을 입력으로 받아 송신하여 편신호를 복원한다. 상기 송신기(1009)의 출력은 직/병렬 변환기에 입력되어 OPCH중에 데이터 채널인 OPCH만이 직/병렬 변환기(1010)에서 출력되어, 역인터리빙(1010)에 입력된다. 상기 직/병렬변환기(1010)에서 OPCH에서 OPCH를 구성하는 TFCI, TPC 등 의 물리 계층 제어 명령어들과 Pilot 비트들은 제어 기능과 채널 추정을 위하여 추출된 후 본래의 목적을 위해 사용된다.

상기 역인터리빙(1011)에서는 입력된 OPCH를 원래 의 순서로 구성하는 과정을 수행한 후 복호기(1012)로 입력시킨다. 상기 도 10의 복호기(1012)는 채널 복호과정을 수행하여 기지국에서 채널 부호 과정을 거치기 전의 원래의 사용자 데이터를 출력한다.

도 11은 상기 도 10의 가중치 계산기(1021)의 내부 구조도의 하나의 활동예이다. 상기 도 11의 1100은 도10의 가중치 계산기(1021)를 나타낸 것이다. 상기 도 11의 채널 추정 정보(111)는 상기 도 10의 채널 추정기(1004), 채널 추정기(1006)로부터 도11의 가중치 계산기(1100)로 전송되는 기지국의 송신 안테나 1(180), 2(181)와 단일기 의 안테나 사이의 신호 전송 채널 환경에 대한 정보이다. 상기 도11의 가중치 계산기(1100)로 입력된 채널 추정 정보(111)는 채널 추정 정보 저장기(1101)에 저장되어 적은 가중치 선택기(1102)와 고정 가중치 선택기(1103)에서 사용된다.

상기 고정 가중치 선택기(1103)는 채널 추정 정보 저장기로부터 채널 추정 정보를 입력받아, 상기 채널 정보를 사용하여 단일기에서 수신하는 기지국의 송신신호가 최대가 되는 고정 가중치를 선택한다. 상기 고정 가중치는 고정 가중치 저장기(1104)에 저장되어 있으며, 상기 고정 가중치는 8개로 이루어져 있고, 각각 인덱스 0,1,2,3,4,5,6,7을 가지고 있고, 상기 인덱스 가지는 내용은 상기 <표 2>와 같다. 상기 고정 가중치 선택기(1103)에서 선택된 고정 가중치는 인덱스 추출기(1105)로 입력되어, 상기 고정 가중치 저장기(1104)에서 선택된 인덱스 추출기(1105)로 입력되는 고정 가중치와 비교되어, 상기 고정 가중치 선택기(1103)에서 선택된 고정 가중치와 가르는 인덱스만 추출되어 기지국으로 전송된다. 상기 고정 가중치의 인덱스는 주기 T마다 기지국과 가중치 저장기(1223)로 전송되며, 상기 주기 T는 기지국과 단일기의 하향 신호 전송 채널 환경에 의존한다.

상기 주기 T마다 고정 가중치의 인덱스를 기지국으로 전송하는 이유는 상기 도 7의 설명과 같다. 상기 가중치 저장기(1123)로 전송된 고정 가중치의 인덱스는 가중치 저장기(1123)에서 저장하는 가중치의 값을 재설정하는데 사용된다. 상기 재설정되는 가중치 값은 기지국과 단말기가 동일하다.

상기 도 11의 적 용 가중치 선택기(1102)는 가중치 계산기(1121), 가중치 저장기(1123), 기호일 랑 표 0(1125), 인덱스 추출기(1127)로 이루어져 있다. 상기 가중치 계산기(1121)는 채널 추정 정보 저장기(1101)와 가중치 저장기(1123), 기호 일 랑 표 0(1125)로부터 각각 채널 추정 정보, 가중치, 차등 벡터를 입력하여 받아 상기 <수학식 10>을 계산하여, 최대값을 갖는 차등 벡터와 상기 차등 벡터를 사용하여 <수학식 9>을 계산하여 최적의 정규화 가중치를 계산한다.

상기 가중치 저장기(1123)는 본 발명에서 제안한 가중치 계산을 위해서, 상기 가중치 계산기(1121)에서 계산된 정규화 가중치를 저장하고, 상기 정규화 가중치가 기지국의 송신 안테나 1(160)과 2(181)에 사용된 때에는 상기 정규화 가중치 가중치 계산기(1121)로 전송하여, 가중치 계산기(1121)가 최대값을 갖는 차등 벡터와 상기 차등 벡터를 이용한 최적의 정규화 가중치를 계산할 수 있도록 한다. 상기 가중치 저장기(1123)는 주기 T마다 상기 도 10의 인덱스 추출기(1105)의 출력인 고정 가중치 인덱스의 값을 입력 받아, 고정 가중치의 인덱스가 가리키는 값으로 가중치 저장기(1123)에서 저장하는 가중치의 값을 재설정한다. 상기 재설정하는 이유는 상기 도 7에서 설명한 바와 같이, 본 발명인 가중치의 적 용 전송과 인덱스 전송을 위해서이다. 상기 재설정된 가중치는 기지국과 단말기가 같은 값으로 설정되어야 하며, 같은 값으로 설정되지 않을 시에는 적 용 가중치를 계산하는데 계산 오차가 발생하게 되어 시스템의 성능을 저하시키게 된다.

상기 도 11의 기호일 랑 표 0(1125)는 상기 <표 3>에서 도시되어 있는 기호일 랑 표 0에 저장되어 있는 차등 벡터들을 저장해놓은 구조이다. 도 11에서 상기 기호 일 랑 표 0은 8개의 차등 벡터로 구성되어 있다. 상기 기호일 랑 표 0(1125)는 가중치 계산기(1121)로 차등 벡터를 전송하여, 가중치 계산기(1121)가 최대값을 갖는 차등 벡터와 최적의 정규화 가중치를 계산할 수 있도록 해주며, 인덱스 추출기(1125)로 차등 벡터를 전송하여, 상기 가중치 계산기(1121)에서 계산된 차등 벡터의 인덱스가 가 저장된 차등 벡터로 추출할 수 있도록 한다.

상기 도 11의 인덱스 추출기(1127)에서 추출된 인덱스는 N회 동안 기지국으로 전송되며, 상기 N은 기지국과 단말기 사이의 하향 신호 전송 채널 환경에 의존하는 값이다. 상기 N에 대한 설명은 도 7의 설명과 같다.

상기 도 11의 스위치(1106)와 (1107)는 주기 T마다 인덱스 추출기(1105)로 입력되어, 스위치(1106)는 인덱스 추출기(1105)에서 출력된 고정 가중치 인덱스를 기지국으로 전송할 수 있도록 하며, 스위치(1107)는 인덱스 추출기(1105)에서 출력된 고정 가중치 인덱스를 가중치 저장기(1123)로 전송하여, 가중치 저장기(1123)에서 저장하고 있는 가중치를 재설정할 수 있도록 한다.

상기 도 11의 궤환 정보(1113)는 단말기에서 기지국으로 전송되는 정보로서, 차등 벡터의 인덱스 혹은 고정 가중치의 인덱스를 전송한다. 상기 고정 가중치의 인덱스는 주기 T마다 기지국으로 전송되며, 상기 차등 벡터의 인덱스는 주기 T동안 N회 전송된다. 즉, 차등 벡터의 인덱스 N회 전송된 후 상기 고정 가중치의 인덱스로 초기화된다. 상기 T와 N은 기지국과 단말기 사이의 하향 신호 전송 채널 환경에 의해 설정되는 값이다.

도 12는 상기 도 11 단말기의 가중치 계산기(1100)에서 계산되어 기지국으로 전송된 궤환 정보를 사용하여 기지국의 각 송신 안테나에 사용할 가중치를 계산하는 기지국의 가중치 계산기의 내부구조의 하나의 활용예이다. 본 발명에 대한 이해를 돕기 위해 상기 도 12는 기지국의 송신 안테나 2개일 경우 가중치를 계산함을 가정하였다.

상기 도 12의 궤 환 정보(1211)는 단말기의 UL\_DPCQCH의 F81필드를 통해서 기지국으로 전송되는 정보로서, 고정 가중치의 인덱스 혹은 차등 벡터의 인덱스이다. 상기 전송된 궤 환 정보(1211)는 스위치(1201)로 입력된다. 상기 스위치(1201)는 주기 T마다 고정 가중치 선택기 1203으로 연결되어 단말기에서 전송된 고정 가중치의 인덱스 혹은 고정 가중치로 입력시킨다. 상기 주기 T이외에는 적 용 가중치 생성기 1202의 가중치 생성기 1221로 단말기에서 전송한 궤 환정보를 입력시킨다.

상기 도 12의 고정 가중치 선택기 1203은 스위치 1201에서 주기 T마다 입력되는 고정 가중치 인덱스를 참조하여, 고정 가중치 저장기 1204에 저장되어 있는 고정 가중치 값을 기지국의 송신 안테나 1과 2의 가중치로 사용할 수 있도록 하며, 주기 T마다 적 용 가중치 생성기 1202의 가중치 저장기 1223으로 전송하여, 상기 가중치 저장기 1223에서 저장하고 있는 가중치를 재설정하는데 사용하도록 한다.

상기 도 12의 적 용 가중치 생성기 1202는 스위치 1201로부터 단말기에서 전송되어 오는 궤 환 정보 1211을 입력으로 하여 가중치 생성기 1221에서 기지국의 송신 안테나 1, 2에 적용할 가중치를 생성시킨다. 상기 가중치 생성기 1221은 가중치 저장기 1223에서 저장되어 있는 가중치와 궤 환정보 1211이 가리키는 기호 일 랑 표 0 1225내의 차등 벡터를 사용하여, 기지국의 송신 안테나 1, 2에 사용할 가중치를 생성한다. 상기 가중치 생성기 1221에서 생성된 가중치는 스위치 1205로 입력된다.

상기 스위치 1205는 주기 T마다 고정 가중치 선택기 1203에서 선택된 고정 가중치 값을 기지국의 송신 안테나들에 적용할 가중치 값으로 출력시키고, 그 외의 시간에는 가중치 생성기 1221에서 출력되는 적 용 가중치를 기지국의 송신 안테나들에 적용할 가중치 값으로 출력시킨다.

## 발명의 효과

상술한 바와 같은 본 발명은 채널 상태에 따라 송신 안테나 다이버시티에 사용되는 모든 안테나

각각에 가변되는 가중치를 적용하고, 이전의 가중치를 이용해 현재의 가중치를 계산하는 적응형 가중치 계산을 수행함으로써 단말기는 기지국에서 송신한 실제 신호에 가까운 신호를 수신할 수 있는 이점을 갖는다.

### (5737) 청구의 범위

#### 청구항 1 1

적어도 2개의 안테나를 통해 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 이동통신시스템에서 단말기의 송신 안테나 다이버시티를 위한 가중치 생성 장치에 있어서,

채널 역확산된 일차 공통 파일럿 채널과 이차 공통 파일럿 채널을 입력받아 하향 채널의 채널 상태를 추정하는 채널 추정부가,

소정의 인덱스에 대한 차등가중치를 가지는 기호일량표와 이전의 정규화 가중치 벡터를 가지고 있고, 일정 기간 내에서 상기 추정된 채널 상태 정보와 정규화 가중치 벡터와 기호일량표의 차등 가중치 벡터를 이용하여 수신 신호의 크기가 최대가 되는 차등 가중치 벡터의 인덱스를 구하고, 상기 차등 가중치 벡터와 소정의 값에 의해 새로운 정규화 가중치 벡터를 계산하여 상기 이전의 정규화 가중치 벡터를 갱신하는 가중치 계산부로 이루어짐을 특징으로 하는 장치.

#### 청구항 2 2

제1항에 있어서, 상기 가중치 계산부가,

상기 채널 상태 정보를 수신하여 저장하는 채널 추정 정보 저장부와,

고정 가중치들에 대한 인덱스를 가지고 일정 간격으로 상기 채널 상태 정보에 따라 고정 가중치를 계산하고, 고정 가중치에 대한 인덱스를 찾아 출력하는 고정 가중치 계산부와,

상기 이전 정규화 가중치 벡터와 기호일량표를 가지고, 상기 채널 상태 정보와 상기 이전 정규화 가중치 벡터와 기호일량표의 차등 가중치 벡터들을 이용하여 수신신호의 크기가 최대가 되는 차등 가중치 벡터에 대한 인덱스를 찾아 상기 기지국으로 전송하고 상기 차등 가중치 벡터와 소정의 값에 의해 새로운 가중치 벡터를 구하여 갱신하고, 상기 기간 간격으로 고정 가중치들을 입력받아 상기 정규화 가중치 벡터가 초기화되는 적응 가중치 선택기와,

일정 기간 동안 상기 적응 가중치 선택기로 스위칭되어 상기 적응 가중치 선택기에서 출력되는 갱신 정보를 기지국으로 전송시키고, 상기 기간 간격으로 상기 고정 가중치 계산기로 스위칭되어 상기 고정 가중치들을 상기 적응 가중치 선택기로 출력시키고 상기 인덱스를 기지국으로 전송시키는 스위치부로 이루어짐을 특징으로 하는 장치.

#### 청구항 3 3

제2항에 있어서, 상기 적응형 가중치 선택기가,

일정 기간 내에서 이전 정규화 가중치 벡터를 저장하고, 상기 기간 간격으로 고정 가중치에 의해 상기 이전 정규화 가중치 벡터가 초기화되는 가중치 저장기와,

소정 인덱스에 대한 차등 가중치 벡터들을 가지는 기호일량표를 저장하고 있는 기호일량표 저장부와,

상기 기간 내에서 상기 채널 상태 정보와 상기 이전 정규화 가중치 벡터와 상기 차등 가중치 벡터들을 이용하여 수신신호의 크기가 최대가 되는 차등 가중치 벡터를 구하고, 상기 차등 가중치 벡터와 채널 상태 정보와 소정의 값에 의해 현재의 정규화 가중치 하는 가중치 계산기와,

상기 가중치 벡터를 가지는 인덱스들 상기 기호일량표 저장부로부터 독출하여 출력하는 인덱스 추출기로 이루어짐을 특징으로 하는 장치.

#### 청구항 4 4

제3항에 있어서, 상기 소정의 값( $\alpha$ )이 최적의 정규화 가중치 벡터를 가지는 값으로 정해짐을 특징으로 하는 장치.

#### 청구항 5 5

제1항 내지 제3항 중 어느 한 항에 있어서,

통신 초기 시 상기 기호일량표에 있는 차등 가중치 벡터들 중 기지국과 약속된 차등 가중치 벡터를 사용함을 특징으로 하는 장치.

#### 청구항 6 6

제2항에 있어서, 상기 스위치부가,

상기 일정 기간 내에서 상기 적응 가중치 선택기에서 출력되는 인덱스들을 기지국으로 전송시키고, 상기 일정 기간 간격으로 상기 고정 가중치 계산부에서 출력되는 인덱스들을 기지국으로 전송하는 제1스위치와,

상기 일정 기간 내에서 오프되고 상기 일정 기간 간격으로 상기 고정 가중치들을 상기 적응 가중치 선택기로 출력하는 제2스위치부로 이루어짐을 특징으로 하는 장치.



**청구항 7**

제3항에 있어서, 상기 수신신호가 최대가 되는 차등 가중치 벡터의 계산은 이하 수학적 23에 의해 계산되어짐을 특징으로 하는 장치.

$$d^* = \arg \max_{d \in D} \frac{\epsilon^H H^H H \epsilon}{\|d\|^2}$$

**청구항 8**

제3항에 있어서, 상기 기호일람표에 있는 소정 길이를 가지는 차등 가중치 벡터는 콘벡스 콘의 L차원 복소 벡터 공간에 위치하는 값임을 특징으로 하는 장치.

**청구항 9**

제8항에 있어서, 상기 기호일람표에 있는 차등 가중치 벡터는 어떠한 선형적 결합도 상기 안테나 수에 따른 L차원 복소 벡터 공간을 형성하는 값임을 특징으로 하는 장치.

**청구항 10**

제8항에 있어서, 상기 기호일람표의 크기는 이하 수학적 24에 의해 구해짐을 특징으로 하는 장치.

$$D_{\text{min}} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} ( \pm 1 \pm j ), \dots, ( \pm 1 \pm j ), 1^T \right\}$$

**청구항 11**

제9항에 있어서, 상기 기호일람표의 크기는 이하 수학적 25에 의해 구해짐을 특징으로 하는 장치.

$$D_{\text{all}} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ ( -1 \pm j )_1 \dots ( -1 \pm j )_L \right]^T \right\}$$

**청구항 12**

제1항에 있어서, 상기 가중치 계산부가 상기 일정 기간 간격으로 고정 가중치 벡터로 상기 정규화 가중치 벡터를 초기화시킴을 특징으로 하는 장치.

**청구항 13**

적어도 2개의 안테나를 통해 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 이동통신시스템에서 기지국의 송신 안테나 다이버시티를 위한 가중치 생성 장치에 있어서,

일정 기간 간격으로 수신되는 제한 정보를 스위칭하는 제1스위치부와,

고정 가중치들에 대한 인덱스를 가지고 일정 간격으로 상기 제1스위치부를 통해 제한 정보를 수신하고, 상기 수신된 인덱스에 대한 고정 가중치를 출력하는 고정 가중치 선택부와,

이전 정규화 가중치 벡터와 기호일람표를 가지고, 상기 기간 내에서 상기 제1스위치부를 통해 제한 정보를 수신하고 상기 제한 정보로부터 인덱스를 검색하여 상기 인덱스에 대한 차등 가중치 벡터를 상기 기호일람표로부터 추출하여 정규화 가중치 벡터를 계산하여 상기 안테나 각각에 해당하는 가중치들을 할당하는 적응 가중치 생성기와,

일정 기간 내에서 상기 적응 가중치 선택기로 스위칭되어 상기 적응 가중치 선택기에서 출력되는 정규화 가중치 벡터를 각각의 안테나에 할당하고, 상기 기간 간격으로 상기 고정 가중치 선택부로 스위칭되어 상기 고정 가중치를 상기 각 안테나에 할당하고 상기 적응 가중치 선택기로 출력하는 제2스위치부로 이루어짐을 특징으로 하는 장치.

**청구항 14**

제13항에 있어서, 상기 적응 가중치 생성기가,

일정 기간 내에서 이전 정규화 가중치 벡터를 저장하고, 상기 기간 간격으로 고정 가중치에 의해 상기 이전 정규화 가중치 벡터가 초기화되는 가중치 저장기와,

소정 인덱스에 대한 차등 가중치 벡터들을 가지는 기호일람표를 저장하고 있는 기호일람표 저장부와,

상기 기간 내에서 수신된 제한정보로부터 인덱스를 검색하고, 검색된 인덱스에 대한 차등 가중치 벡터를 기호일람표로부터 추출하여 상기 차등 가중치 벡터와 상기 이전 정규화 가중치 벡터와 소정의 값을 사용하여 정규화 가중치 벡터를 계산하여 출력하고, 상기 구해진 정규화 가중치 벡터를 상기 이전 정규화 가중치 벡터를 갱신하는 가중치 계산기로 이루어짐을 특징으로 하는 장치.

**청구항 15 15**

제14항에 있어서, 상기 스위치부가,

상기 일정 기간 내에서 상기 적응 가중치 생성기에서 출력되는 가중치를 상기 각 안테나로 스위칭하고, 상기 일정 기간 간격으로 상기 고정 가중치 계산부에서 출력되는 가중치를 상기 각 안테나로 스위칭하는 제1스위치와,

상기 일정 기간 내에서 오픈되고 상기 일정 기간 간격으로 상기 고정 가중치를 상기 적응 가중치 선택기로 출력하는 제2스위치부로 이루어짐을 특징으로 하는 장치.

**청구항 16 16**

제14항에 있어서, 상기 소정의 값이 최적의 정규화 가중치 벡터를 가지기 위한  $\alpha$ 값임을 특징으로 하는 장치.

**청구항 17 17**

적어도 2개의 안테나를 통해 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 이동통신시스템에서 기호일량표와 이전 정규화 가중치 벡터를 가지는 단말기의 송신 안테나 다이버시티를 위한 가중치를 생성하는 방법에 있어서,

채널 역확산된 일차 공통 파일럿 채널과 이차 공통 파일럿 채널을 입력받아 하향 채널의 채널 상태를 추정하는 과정과,

일정 기간 내에서 상기 추정된 채널 상태 정보와 정규화 가중치 벡터와 기호일량표의 차등 가중치 벡터를 이용하여 수신 신호의 크기가 최대가 되는 차등 가중치 벡터의 인덱스를 찾아 기지국으로 전송하는 과정과,

상기 차등 가중치 벡터와 소정의 값에 의해 정규화 가중치 벡터를 계산하여 상기 이전의 정규화 가중치 벡터를 갱신하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

**청구항 18 18**

제16항에 있어서, 상기 인덱스를 찾는 과정이,

상기 채널 상태 정보와 이전 정규화 가중치 벡터와 차등 가중치 벡터들을 이용하여 수신신호의 크기가 최대가되는 차등 가중치 벡터를 구하는 과정과,

상기 구해진 차등 가중치 벡터에 대한 인덱스를 상기 기호일량표로부터 찾는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

**청구항 19 19**

제16항에 있어서, 상기 소정의 값이 최적의 정규화 가중치 벡터를 가지기 위한  $\alpha$ 값임을 특징으로 하는 장치.

**청구항 20 20**

제16항에 있어서, 상기 정규화 벡터 갱신 후 상기 일정 기간 간격으로 고정 가중치 벡터를 계산하여 상기 정규화 가중치 벡터를 초기화시키는 과정

**청구항 21 21**

적어도 2개의 안테나를 통해 송신 안테나 다이버시티를 수행하는 이동통신시스템에서 기호일량표와 이전 정규화 가중치 벡터를 가지고 일정 기간 내에서 적응 가중치 인덱스를 전송하고, 상기 기간 간격으로 고정 가중치 인덱스를 전송하는 기지국의 송신 안테나 다이버시티를 위한 가중치를 생성하는 방법에 있어서,

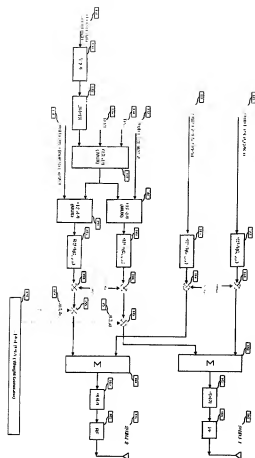
단말기로부터 제한 정보를 수신하는 과정과,

일정 기간 내에서 상기 적응 가중치 인덱스를 수신하여 상기 기호일량표에서 상기 인덱스를 갖는 차등 가중치 벡터를 찾아 정규화 가중치 벡터를 계산하여 상기 각 안테나에 할당하는 과정과,

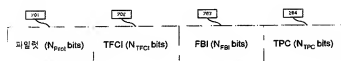
상기 계산된 정규화 가중치 벡터로 상기 이전 정규화 가중치 벡터를 갱신하는 과정과,

일정 기간 간격으로 상기 고정 가중치 인덱스를 수신하고 상기 고정 가중치 인덱스에 대한 고정 가중치를 상기 각 안테나에 할당하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

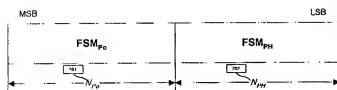
도면1



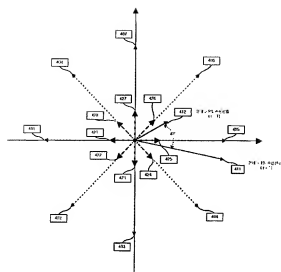
도면2



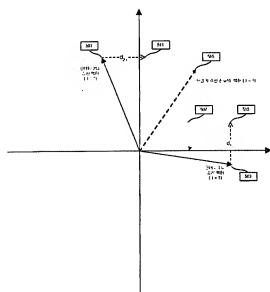
도면3



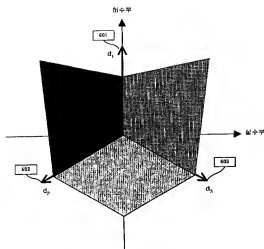
도면4



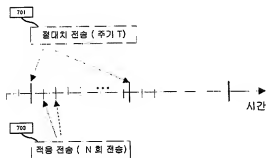
도면5



도면 6



도면7



도면 8

